УДК 621.372.5

УСЛОВИЕ МИНИМАЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ФАЗОВОГО СДВИГА ОТ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В УСТРОЙСТВАХ С ПЕРЕМЕННЫМИ СОСТОЯНИЯМИ

О.В. Стукач

Томский политехнический университет
E-mail: tomsk@ieee.org

На основе теории линейных систем найдено условие минимального изменения фазочастотной характеристики от амплитудно-частотной характеристики в устройствах с переменными установившимися состояниями. Исследована базовая структура устройства и показано, что выполнение условия инвариантности приводит к теоретически предельно возможным фазочастотным характеристикам. В качестве примера раскрыты подробности конструкции управляемого аттенюатора и обсуждены его характеристики. Главное отличие схемы от известных заключается в широкополосности и большом диапазоне вносимых ослаблений, где достигается минимум фазового сдвига при регулировании. В результате оптимизации найдены параметры корректирующих цепей и управляемых диодов.

1. Постановка задачи

Устройства с переменными состояниями с малой зависимостью фазового сдвига при регулировании амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) используют в сверхвысокочастотных системах, где требуется повышенная фазовая стабильность. Например, в системах автоматического фазирования сигналов в передатчиках, фазоинвариантных электрически управляемых аттенюаторах, системах суммирования мощностей в усилителях, измерительных системах и т.д. [1, 2].

Известно, что точная инвариантность фазового сдвига в управляемой системе обеспечивается только в том случае, когда АЧХ в разных состояниях затухания имеет постоянные значения в рабочем диапазоне частот [3]. Это недостижимо в реальных устройствах, так как полоса рабочих частот всегда ограничена.

В устройствах с переменными состояниями могут быть использованы два способа уменьшения фазового сдвига: автоматическая компенсация фазы или реализация семейства АЧХ с почти одинаковым наклоном по частоте во всем диапазоне. Первый способ существенно усложняет схему, поэтому в инженерной практике наибольшее распространение получил способ компенсации фазового сдвига корректирующими цепями.

Новизна данной работы заключается в определении условий наименьшего фазового сдвига при ре-

гулировании АЧХ для линейного устройства с переменными установившимися состояниями с корректирующими цепями.

В качестве элементов с управляемым сопротивлением широко применяют диоды и транзисторы, паразитные реактивности которых приводят к росту затухания с возрастанием частоты, а следовательно, к снижению коэффициента передачи. Поэтому фазовый сдвиг не может быть уменьшен более чем до 2...5°. Тем не менее, этот способ стабилизации фазового сдвига сейчас является самым распространенным.

2. Уменьшение фазового сдвига с помощью корректирующих цепей

Возможность разработки широкополосных устройств с переменными состояниями определяется реактивными параметрами управляемых элементов. Их значения должны быть малыми и неизменными в процессе регулирования. В связи с этим улучшение качественных показателей устройств связано с совершенствованием управляемых элементов и эффективным их использованием. Наибольшее распространение получили полевые транзисторы и диоды с малыми паразитными параметрами, в частности, *p-i-n* диоды.

Современные *p-i-n* диоды отличаются практически полным отсутствием индуктивной составляющей полного сопротивления. Емкость перехода в определенной мере можно компенсировать с помощью корректирующих цепей, что позволяет реализовать максимально возможную полосу рабочих частот и коэффициентов передачи. В качестве таких цепей обычно используют RLC-цепи. Другой способ компенсации заключается в создании второго канала передачи сигнала с задержкой, компенсирующей задержку сигнала в первом канале. В данной работе рассмотрена теория и применение первого способа.

3. Необходимое условие минимума фазового сдвига

Для понимания того, какой должна быть схема фазоинвариантного устройства, докажем следующую теорему.

Теорема. Необходимым условием минимума фазового сдвига при регулировании коэффициента передачи в линейной системе с переменными установившимися состояниями является равенство степеней полиномов числителя и знаменателя передаточной функции.

Для доказательства рассмотрим комплексный коэффициент передачи по напряжению для линейной системы:

$$K(j\omega)=\frac{\sum_{i=0}^{m}a_i(j\omega)^i}{\sum_{i=0}^{n}b_i(j\omega)^i}=\frac{C(j\omega)}{Z(j\omega)}=\frac{\operatorname{Re}C(\omega)+j\operatorname{Im}C(\omega)}{\operatorname{Re}Z(\omega)+j\operatorname{Im}Z(\omega)},\quad(1)$$

где $C(j\omega)$, $Z(j\omega)$ – полиномы числителя и знаменателя. Фазочастотная характеристика (ФЧХ) определяется следующим образом:

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\operatorname{Im}C(\omega)/\operatorname{Re}C(\omega)-\\-\operatorname{arctg}\operatorname{Im}Z(\omega)/\operatorname{Re}Z(\omega).\quad(2)$$

Рассмотрим ФЧХ в двух установившихся состояниях схемы: i-ом, которое определяется в режиме минимального ослабления и j-ым, при котором устройство вносит некоторое усиление или затухание в тракт. Тогда фазовый сдвиг, определяемый как разность между ФЧХ в этих состояниях, для фазоинвариантного устройства должен быть наименьшим:

$$\Delta\varphi(\omega)=\varphi_i(\omega)-\varphi_j(\omega)\rightarrow\min.$$

Но

$$\Delta\varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\operatorname{Im}C_i(\omega)/\operatorname{Re}C_i(\omega)-\\-\operatorname{arctg}\operatorname{Im}Z_i(\omega)/\operatorname{Re}Z_i(\omega)-\\-\operatorname{arctg}\operatorname{Im}C_j(\omega)/\operatorname{Re}C_j(\omega)+\\+\operatorname{arctg}\operatorname{Im}Z_j(\omega)/\operatorname{Re}Z_j(\omega)=\varphi_1(\omega)+\varphi_2(\omega).$$

Сгруппировав отдельно разности арктангенсов для полиномов числителя и знаменателя, мы получили две искусственно образованные ФЧХ $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$, причем $\varphi_1(\omega)$ соответствует новый коэффициент передачи

$$K_1(j\omega)=\frac{\operatorname{Re}C_i(\omega)+j\operatorname{Im}C_i(\omega)}{\operatorname{Re}C_j(\omega)+j\operatorname{Im}C_j(\omega)}=\frac{C_i(j\omega)}{C_j(j\omega)},$$

а $\varphi_2(\omega)$ аналогично соответствует

$$K_2(j\omega)=\frac{\operatorname{Re}Z_j(\omega)+j\operatorname{Im}Z_j(\omega)}{\operatorname{Re}Z_i(\omega)+j\operatorname{Im}Z_i(\omega)}=\frac{Z_j(j\omega)}{Z_i(j\omega)}.$$

Отсюда легко видеть, что фазовый сдвиг в двух состояниях будет наименьшим из всех возможных, если

$$C_i(j\omega)=C_j(j\omega),\ Z_i(j\omega)=Z_j(j\omega).$$

Этого можно добиться, приравнивая полиномы или отдельные коэффициенты a и b передаточных функций в разных состояниях. Таким образом, можно определить параметры корректирующих цепей при заданных значениях параметров управляемых элементов. С другой стороны, из (1) следует, что для минимума фазового сдвига при определенном минимальном arctg $\operatorname{Im}C_i/\operatorname{Re}C_i$ желательно, чтобы величина arctg $\operatorname{Im}Z_j/\operatorname{Re}Z_j$ была наименьшей. Это означает, что при заданном m необходимо уменьшить n. Но из условий физической реализуемости следует, что всегда $m\leq n$. Следовательно, необходимо, чтобы по крайней мере $m=n$. Это условие не является достаточным, так как при неизменности параметров корректирующих цепей в процессе регулирования коэффициента передачи нельзя получить строгого равенства $C_i=C_j$ или $Z_i=Z_j$.

Высокий порядок передаточных функций реальных схем делает вычислительно невозможным непосредственное приравнивание коэффициентов полиномов. На практике инженерное проектирование устройств с переменными состояниями связано с оптимизацией параметров корректирующих цепей. Однако один и тот же уровень передачи сигнала может быть получен с помощью разных значений управляемых элементов. При этом фазовый сдвиг также будет

различным. Следовательно, необходимо два вложенных цикла оптимизации – отдельно для управляемых элементов и для корректирующих цепей.

4. Схема фазоинвариантного аттенюатора

Базовая структура фазоинвариантного электрически управляемого аттенюатора с одним диодом в последовательном включении и двумя в параллельном [4] с коррекцией фазового сдвига изображена на рис. 1. Высокочастотная часть схемы представляла собой тонкопленочную гибридную интегральную схему, собранную на подложке из материала с хорошими диэлектрическими свойствами.

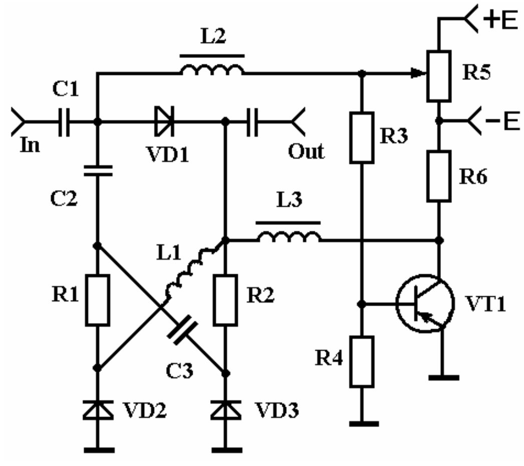


Рис. 1. *Схема фазоинвариантного аттенюатора*

Фазовую стабильность обеспечивает индуктивность L1 и емкость C3, которые комбинируются с паразитными емкостями диодов и компенсируют изменение фазового сдвига при регулировке ослабления. Принцип работы аттенюатора заключается в следующем. Когда подвижный контакт R5 находится в верхнем по схеме положении, диод последовательного плеча аттенюатора VD1 открыт и имеет минимальное сопротивление, диоды параллельного плеча VD2 и VD3 закрыты и имеют максимальное сопротивление, транзистор VT1 закрыт положительным напряжением на базе. Ослабление, вносимое аттенюатором, минимально. По мере смещения вниз подвижного контакта R5 напряжение на катодах диодов VD2 и VD3 уменьшается, и диоды открываются. Для увеличения вносимого ослабления с минимальным изменением фазы требуется закрывать диод VD1 последовательного плеча аттенюатора быстрее, чем открывать VD2 и VD3. Это достигается применением транзистора VT1.

Анализ аттенюатора проведем с использованием линейной схемы диода. Для бескорпусных диодов в виду малости их сопротивления растекания и индуктивности выводов физическая эквивалентная схема представляет собой параллельное соединение управляемого сопротивления с емкостью перехода. Поэтому эквивалентная схема аттенюатора выглядит следующим образом (см. рис. 2).

Легко убедиться в том, что топология схемы удовлетворяет условиям теоремы о минимуме фазового сдвига. Операторный коэффициент передачи имеет порядок $m=n=4$ (в схеме четыре независимых реактивности). Приравнивая коэффициенты при $(j\omega)^3$, можно получить следующее условие инвариантности фазы: Cd≅C3. Получить аналитическое условие для выбора корректирующей индуктивности L1 не представляется возможным из-за сложности коэффициента передачи. Значение этого параметра проще найти оптимизацией.

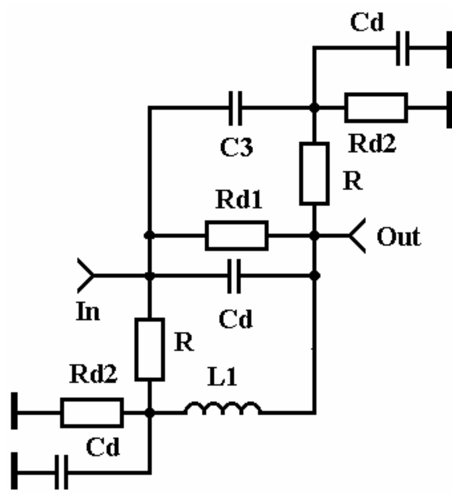


Рис. 2. *Эквивалентная схема аттенюатора*

В аттенюаторе использовались широко распространенные диоды типа Hewlett-Packard HSMP-4810. Емкость перехода диода равна примерно C=0,2 пФ. Значения согласующих сопротивлений равны R1=R2=50 Ом. Оптимизация сопротивлений диодов дает следующие значения (см. таблицу)

Таблица. *Сопротивления диодов аттенюатора и вносимое ослабление*

АЧХ	R_{VD1}, Ом	$R_{VD2,\,VD3}$, Ом	Затухание в схеме, дБ	
			с коррекцией	без коррекции
K0	5	1000	0,8	0,8
K1	25	250	3	3,5
K2	50	75	6	7,5
K3	120	40	9	12
K4	200	20	12	17,5
K5	250	15	14	20
K6	500	5	20	26

Были найдены оптимальные параметры корректирующих цепей: L1=0,8 нГн, C3=0,3 пФ. Это позволило добиться следующих частотных характеристик. На рис. 3, 4 приведены характеристики затухания схемы без коррекции и с коррекцией соответственно, а на рис. 5, 6 – ФЧХ.

Из рис. 5 видно, что максимальная величина изменения фазового сдвига в предложенном устройстве в диапазоне ослаблений до 20 дБ не превышает 2° в полосе частот 0,1...2,0 ГГц. В других диапазонах ослабления изменение фазового сдвига существенно меньше. В некорректированном аттенюаторе (без L1, C3) изменение фазового сдвига в той же полосе достигает 50°. Таким образом, фазовый сдвиг уменьшен за счет коррекции почти в

25 раз. Максимальное ослабление аттенюатора составляет 26 дБ, коэффициент стоячей волны напряжения во всем диапазоне частот и ослаблений меньше 1,5.

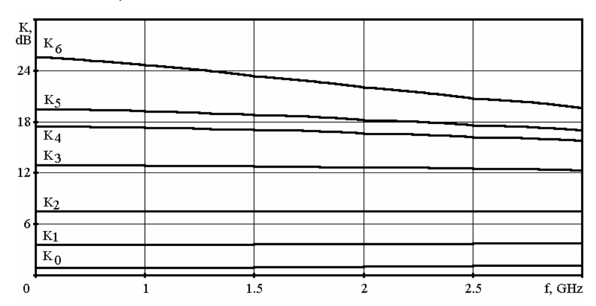


Рис. 3. *Вносимые ослабления для некорректированного аттенюатора*

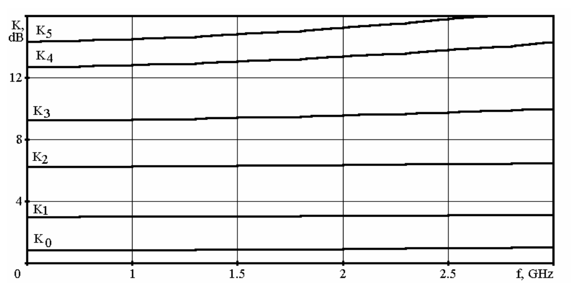


Рис. 4. *Вносимые ослабления в корректированной схеме аттенюатора*

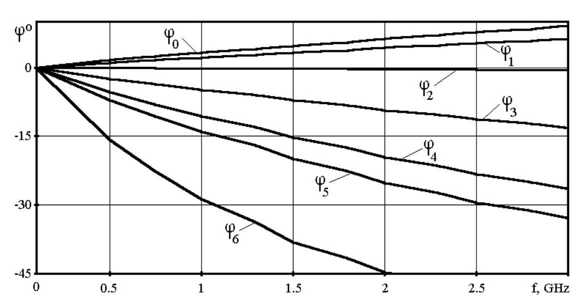


Рис. 5. *ФЧХ некорректированного аттенюатора для разных уровней ослабления*

Для сравнения приведем ФЧХ схемы, в которой емкость С3 заменена на индуктивность L2. В этом случае, очевидно, также будет происходить компенсация фазового сдвига за счет появления второго канала передачи сигнала со входа на выход (R–L1 и R–L2). Задержка сигнала из-за емкостного характера сопротивлений диодов будет компенсирована индуктивным сопротивлением второго канала. Тем не менее, степени полиномов числителя и знаменателя операторного коэффициента передачи уже не будут равны (m=3, n=4). Следовательно, необходимое условие минимума фазового сдвига не выполняется. Оптимизация параметров L1 и L2 проводилась при тех же параметрах диодов, что и для схемы с корректирующими цепями L1, С3. В результате были найдены следующие значения индуктивностей коррекции: L1=0,15 нГн, L2=0,04 нГн. Максимальная величина изменения фазового сдвига в схеме в диапазоне ослаблений до 20 дБ не превышает 8° в полосе частот 0,1...2,0 ГГц. Это в четыре раза больше, чем в предыдущей схеме.

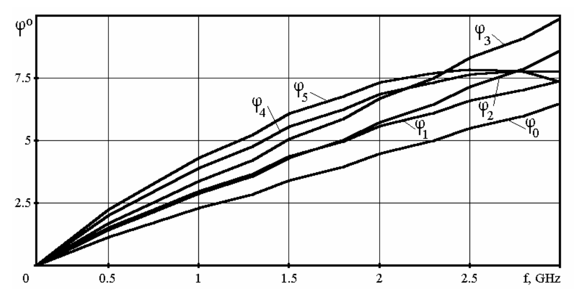


Рис. 6. *ФЧХ корректированной схемы аттенюатора для разных уровней ослабления*

Фазовая ошибка и в том, и в другом случае возникает из-за больших паразитных емкостей диодов. Для ее уменьшения необходимо использовать элементы с малыми емкостями переходов. Как правило, фазовая стабильность достигается только в диапазоне ослаблений, в 1,5...2 раза меньшем предельного. Для повышения уровня вносимого ослабления аттенюаторы могут быть каскадированы, при этом фазовый сдвиг остается достаточно стабильным [5].

Заключение

Рассмотрены вопросы совершенствования устройств с переменными установившимся состояниями, в частности, вопросы фазовой инвариантности электрически управляемых аттенюаторов. Показано, каким условиям должна удовлетворять передаточная функция и как можно их использовать при разработке плавных аттенюаторов. Приведен пример аттенюатора на основе полученных теоретических результатов. Показано, что использование цепей коррекции позволяет добиться постоянства фазового сдвига при регулировании коэффициента передачи достаточно простым образом. Это дает возможность приблизиться к предельно достижимым характеристикам.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. RF Digital Attenuators in Plastic MLP Packages // Microwave Journal. – 2000. – V. 43. – № 10. – P. 166–176.
2. Козлов В.И., Юфит Г.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. – М.: Советское радио, 1975. – 157 с.
3. Stoukatch O.V. Theory and Design of the Experimental Super-Broadband Digital Attenuator // European Microwave Week: Proc., 6–10 October, 2003. – ICM, Münich, Germany, London: Horizon House Publications, 2003. – P. 281–283.
4. Walker S. A Low Phase Shift Attenuator // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1994. – V. 42. – № 2. – P. 182.
5. Won-Tae Kang, Ik-Soo Chang, Min-Soo Kang. Reflection-Type Low-Phase-Shift Attenuator // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1998. – V. 46. – № 7. – P. 1019–1021.